

# **ПРИЛАДОБУДУВАННЯ ТА ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНІ ТЕХНОЛОГІЇ**

## **INSTRUMENT-MAKING AND INFORMATION-MEASURING SYSTEMS**

УДК 621.327

**А. Лупенко, канд. техн. наук**

*Тернопільський державний технічний університет імені Івана Пулюя*

### **ОДНОКАСКАДНИЙ ЕЛЕКТРОННИЙ ПУСКОРЕГУЛЮВАЛЬНИЙ АПАРАТ З КОРЕКЦІЄЮ КОЕФІЦІЄНТА ПОТУЖНОСТІ ТА ДІМІНГОВИМИ ВЛАСТИВОСТЯМИ**

*У роботі розглянуто високочастотний електронний пускорегулювальний апарат з корекцією коефіцієнта потужності та з регулюванням робочої потужності люмінесцентних ламп. В однокаскадному апараті поєднано знижувально-підвищувальний перетворювач напруги та напівмостовий резонансний послідовний інвертор напруги. Знижувально-підвищувальний перетворювач працює в режимі переривчастого струму і відіграє роль коректора коефіцієнта потужності. Отримано аналітичні залежності для проектування апарата. Проведено моделювання схеми апарата.*

**A. Lupenko**

### **SINGLE-STAGE ELECTRONIC BALLAST WITH POWER FACTOR CORRECTION AND DIMMING CAPABILITY**

*Single-stage high-frequency electronic ballast with dimming capability and near unity power factor for fluorescent lamps is presented in this paper. The proposed ballast is the combination of a buck-boost converter and a half-bridge series-resonant parallel-loaded voltage inverter. The buck-boost semistage works in the discontinuous conduction mode as a power factor corrector. The analytical expressions for ballast design are derived. The results of simulation of ballast have shown that the desired ballast performance can be achieved feasibly.*

#### **Вступ**

Електронні пускорегулювальні апарати (ЕПРА) для живлення люмінесцентних ламп (ЛЛ) привертають все більшу увагу фахівців світлотехнічної галузі, насамперед, своїми суттєвими перевагами над традиційними електромагнітними баластами – малими вагою, габаритами, високим коефіцієнтом корисної дії, забезпеченням тривалого терміну експлуатації ЛЛ. Крім того, вони дозволяють реалізувати нові функції – регулювання світлового потоку або димінг ЛЛ шляхом регулювання її потужності та отримання майже синусоїдної форми споживаного від мережі струму, забезпечуючи коефіцієнт потужності, близький до одиниці, що суттєво збільшує економію електроенергії в порівнянні з традиційними баластами.

Високоякісні ЕПРА переважно виконують за двокаскадною структурою, першим каскадом якої є коректор коефіцієнта потужності (ККП) а другим – високочастотний резонансний інвертор, який живить лампу з робочою частотою, яка може лежати в межах від 20 до 100 кГц. Проте двокаскадна структура потребує додаткового транзисторного ключа і контролера, що збільшує вартість таких ЕПРА.

Тому було запропоновано ряд однокаскадних структур ЕПРА, в яких функції корекції коефіцієнта потужності і інвертора об'єднані в одному каскаді [1-7]. Можливість такого об'єднання пояснюється тим, що ККП і інвертор можуть працювати синхронно на одній і тій же частоті, причому транзистори обох каскадів мають одну спільну точку, тому один із транзисторів інвертора можна використати в напівкаскаді ККП, при цьому досягається економія одного транзистора та його контролера.

Регулювання потужності лампи, димінг, вирішується методами частотного регулювання, фазового регулювання, широтно-імпульсного регулювання у вихідному каскаді-інверторі, або ж регулюванням напруги живлення вихідного каскаду.

Аналіз та проектування однокаскадного димінгового електронного пускорегулювального апарата (ОЕПРА) є значно складнішими в порівнянні з двокаскадним, оскільки в однокаскадній структурі необхідно вирішувати задачі узгодженої роботи обох напівкаскадів у діапазоні робочих потужностей та забезпечення умови комутації транзисторів при нульовій напрузі на них для забезпечення малих комутаційних втрат.

Відомі схеми ОЕПРА, побудовані на базі високочастотного напівмостового інвертора, інтегрованого з ККП, виконаного на базі підвищувального [1-3], знижувального [4] або знижувально-підвищувального [5] перетворювача постійної напруги, а також на основі формувачів споживаного струму [6,7]. Їх недоліками є або досить великий вміст гармонік споживаного струму, або складність схеми керування інвертором.

Тому розробка нових структур високочастотних енерго- і ресурсо-ощадних ОЕПРА як пристроїв масового виробництва є актуальною задачею.

В роботі розглянуто нову схему однокаскадного димінгового ЕПРА, який забезпечує майже синусоїдний струм, споживаний від мережі живлення, дозволяє регулювати потужність ЛЛ в межах 35-100% від номінальної та має просту схему керування напівмостовим інвертором, в якій можна використати драйвери високовольтних ключів.

### **Принцип роботи ОЕПРА**

При розробці структури ОЕПРА необхідно вирішити задачу об'єднання ККП і резонансного інвертора, які працюють на одній і тій же частоті. Для цього пропонується наступний підхід:

- напівкаскади ККП і інвертора необхідно об'єднати через буферний накопичувач енергії (конденсатор), який усуває вплив пульсацій мережі живлення на роботу ЛЛ;
- інвертор доцільніше виконувати за схемою резонансного інвертора напруги, а не струму, оскільки при цьому відпадає потреба в додатковому дроселі, крім того, в такому інверторі легко реалізується комутація транзисторів при нульовій напрузі, що зменшує комутаційні втрати;
- вихідна напруга резонансного інвертора повинна мати форму меандра, що забезпечує симетричність напруги і струму ЛЛ і сприяє покращенню коефіцієнта амплітуди струму ЛЛ, а отже, збільшенню терміну її служби;
- при відносно невисоких потужностях сучасних ЛЛ ( в основному не більше 100Вт) в ККП можна використати режим переривчастого струму (РПС) дроселя, що спрощує схему керування ККП;
- як ККП доцільно використати знижувально-підвищувальний перетворювач постійної напруги (ЗПН), який при сталому коефіцієнті заповнення в РПС автоматично забезпечує форму струму, споживаного від мережі, яка практично повторює форму напруги мережі живлення [8];
- зміну потужності ЛЛ доцільно реалізувати методом регулювання робочої частоти ОЕПРА, який характеризується простотою і прийнятними регулювальними властивостями;

- забезпечення балансу вхідної потужності ОЕПРА та потужності споживаної лампою здійснюється шляхом регулювання коефіцієнта заповнення в ЗПН за відхиленням напруги живлення інвертора від заданої, чим усуваються перенапруги в схемі ОЕПРА при регулюванні потужності та в перехідних режимах.

Схема пропонованого ОЕПРА [9] наведена на рис.1, а діаграми його роботи – на рис.2. Він складається із двох основних вузлів: 1) напівмостового резонансного інвертора напруги, утвореного транзисторами  $VT1$  і  $VT2$ , резонансним  $LC$ -контуром, паралельно навантаженим люмінесцентною лампою  $HL1$ ; 2) високочастотного знижувально-підвищувального (Buck-Boost) перетворювача, до складу якого входять дросель  $L_0$ , транзистор  $VT2$ , зворотний діод  $VD4$  та накопичувальний конденсатор  $C_0$ . Діоди  $VD2$  і  $VD3$  блокують безпосереднє протікання струму відповідно від

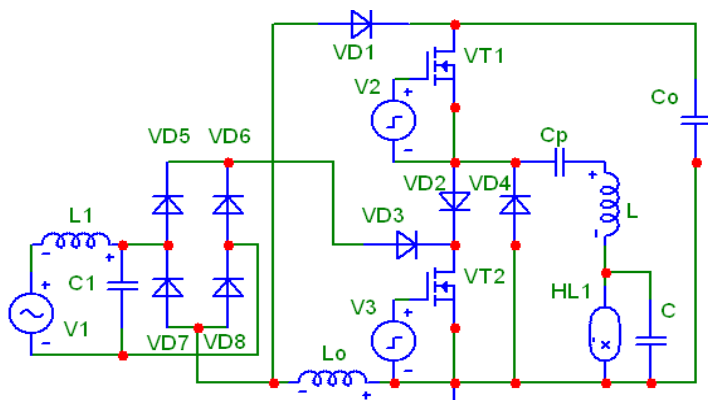


Рисунок 1- Схема ЕПРА.

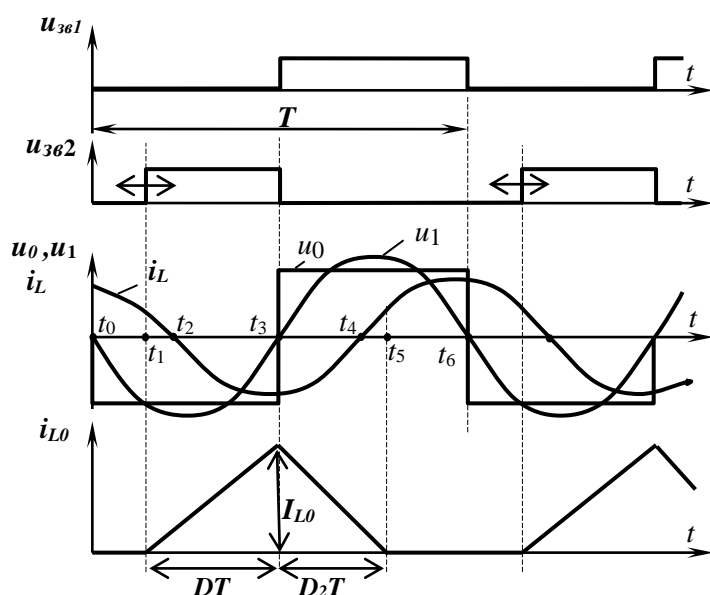


Рисунок 2 - Діаграми роботи ЕПРА.

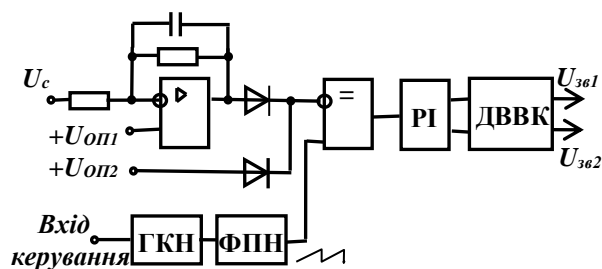


Рисунок 3 - Блок керування ЕПРА.

конденсатора  $C_0$  до випрямляча при  $U_c > |u_g(t)|$  (де  $U_c$  – напруга живлення інвертора, а  $u_g(t)$  – миттєва напруга мережі живлення) та від мережі живлення до конденсатора  $C_0$ . Роботою ЕПРА керує блок керування, зображений на схемі у вигляді двох генераторів прямокутних імпульсів  $V2$ ,  $V3$ . Живлення ЕПРА здійснюється від мережі через випрямляч і низькочастотний фільтр  $L1, C1$ , який усуває високочастотні складові струму мережі.

Напівмостовий інвертор під дією сигналів  $U_{3\phi 1}$  і  $U_{3\phi 2}$  на затворах транзисторів подає через роздільний конденсатор  $C_p$  прямокутні високочастотні імпульси  $u_0$  на  $LC$ -контур, який живить лампу струмом, близьким до синусоїдного. Для забезпечення малих комутаційних втрат робоча частота є трохи вищою від резонансної частоти навантаженого  $LC$ -контур, чим задовільняється умова комутації транзисторів при майже нульовій напрузі на них.

Протягом кожного періоду  $T$  комутації ЕПРА має шість послідовно розташованих топологічних станів, які відповідають часовим інтервалам  $(t_0 \div t_1) \div (t_5 \div t_6)$ .

Впродовж першого інтервалу обидва транзистори закриті. Струм індуктивності  $L$ , зменшуючись майже за синусоїдним законом, протікає

через лампу  $HL1$  і конденсатор  $C$ , діод  $VD4$  та конденсатор  $C_p$ . Енергія, накопичена в контурі, підтримує розряд в лампі. Струм дроселя  $L_0$  дорівнює нулю.

На другому інтервалі в момент  $t_1$  відкривається транзистор  $VT2$ . В дроселі  $L_0$  починає зростати струм за майже лінійним законом. Швидкість його зростання визначається індуктивністю дроселя  $L_0$  та миттєвим значенням напруги випрямляча. Струм індуктивності  $L$  протікає по тому ж колу, що і на першому інтервалі. Інтервал завершується в момент  $t_2$ , коли струм індуктивності  $L$  досягає нуля.

Протягом третього інтервалу ( $t_2 \div t_3$ ) струм індуктивності  $L$ , змінивши свій напрям, протікає через відкритий транзистор  $VT2$ , а струм дроселя  $L_0$  продовжує зростати, як і на другому інтервалі. Інтервал завершується закриванням транзистора  $VT2$ .

Четвертий інтервал ( $t_3 \div t_4$ ) починається в момент подавання керуючого імпульсу на затвор транзистора  $VT1$ . Струм індуктивності  $L$  протікає через конденсатор  $C_p$ , внутрішній паразитний діод транзистора  $VT1$ , конденсатор  $C_0$  та конденсатор  $C$  і лампу  $HL1$ . Струм дроселя  $L_0$  починає лінійно спадати, протікаючи через зворотний діод  $VD1$  із швидкістю, пропорційною до напруги на конденсаторі  $C_0$ . Енергія, накопичена в дроселі  $L_0$ , передається в лампу  $HL1$  і конденсатор  $C_0$ . Інтервал завершується, коли струм індуктивності  $L$  досягає нуля.

На п'ятому інтервалі ( $t_4 \div t_5$ ) струм індуктивності  $L$ , змінивши свій напрям, протікає через відкритий транзистор  $VT1$ , конденсатор  $C_p$  лампу  $HL1$ , лампу і конденсатор  $C$  через конденсатор  $C_0$ . Енергія накопичується в коливному контурі. Інтервал завершується в момент  $t_5$  досягнення нуля струмом дроселя  $L_0$ .

Шостий інтервал ( $t_5 \div t_6$ ) відрізняється від п'ятого інтервалу тим, що струм дроселя  $L_0$  дорівнює нулю. Інтервал завершується закриванням транзистора  $VT1$ .

Таким чином, транзистор  $VT2$ , який є спільним для ККП і інвертора, вмикається при нульовому струмі, а транзистор  $VT1$  – при нульовій нарузі. При відкритому транзисторі  $VT2$  в дроселі  $L_0$  відбувається дозоване накопичення енергії, а при закритому транзисторі  $VT2$  ця енергія передається в накопичувальний конденсатор  $C_0$ . Доза енергії залежить від миттєвого значення напруги мережі. В зв'язку з високою частотою (ВЧ) комутації транзисторів, значно вищою за частоту промислової мережі, можна вважати, що впродовж періоду ВЧ комутації напруга мережі є практично незмінною. Тому струм, споживаний від мережі, усереднений фільтром, повторює форму напруги мережі.

Функціональна схема блока керування ОЕПРА наведена на рис.3. Регульована постійна напруга керує частотою генератора, керованою напругою, ГКН, який, в свою чергу, керує формувачем пілкоподібної напруги ФПН, яка приходить на позитивний вхід компаратора. На негативний вхід компаратора прикладено скоректований сигнал відхилення напруги конденсатора  $U_c$  від опорної напруги  $U_{on1}$ , яка задає максимальний коефіцієнт заповнення  $D_{\max}$ , а мінімальний коефіцієнт заповнення встановлюється опорною напругою  $U_{on2}$ . Широтно-модульовані імпульси, коефіцієнт заповнення яких визначається сигналом з виходу компаратора, через розподільувач імпульсів РІ і драйвери високовольтних ключів ДВБК, по чергово приходять на затвори транзисторів. Таким чином, схема керування є розімкненою для частотного регулювання потужності лампи і замкненою для широтно-імпульсної стабілізації напруги  $U_c$ . При регулюванні потужності лампи змінюється робоча частота ОЕПРА, а також має місце варіація коефіцієнта заповнення ЗПН. Для забезпечення високого коефіцієнта потужності ця варіація мусить бути повільною, а цикл її зміни - більшим за період мережі живлення. Це досягається шляхом відповідного вибору смуги пропускання фільтра в колі широтно-імпульсної стабілізації напруги  $U_c$  (рис.3). Схема керування просто реалізується, наприклад, на базі мікросхеми ШІМ-регулятора типу TL494.

**Аналіз напівкаскаду ККП**

В усталеному режимі роботи коефіцієнт заповнення  $D$  є величиною сталою, тому амплітудне значення струму  $I_{L0}$  в дроселі  $L_0$  є пропорційним до миттєвого значення напруги мережі [8]:

$$I_{L0} = \frac{|u_g|}{L_0} DT, \quad (1)$$

де  $u_g = U_{gm} \sin \omega_g t$ ,  $U_{gm}$  – амплітуда напруги мережі,  $\omega_g$  – частота мережі,  $T$  – період ВЧ комутації,  $\omega_g = 2\pi / T_g$ .

Усереднене за період ВЧ комутації  $T$  значення струму дроселя  $\overline{i_{L0}}(t)$ , яке дорівнює усередненому струму  $\overline{i_{ex}}(t)$  мережі за той же період, можна записати:

$$\overline{i_{L0}}(t) = \frac{TD^2}{2L_0} U_{gm} |\sin \omega_g t| = \overline{i_{ex}}(t). \quad (2)$$

З виразу (2) видно, що струм мережі живлення  $\overline{i_{ex}}(t)$ , усереднений за ВЧ період, повторює форму напруги мережі, тобто, ЗПП є практично ідеальним коректором коефіцієнта потужності.

Вхідна потужність, усереднена за період  $T_g$  мережі, дорівнює:

$$P_{ex} = \frac{1}{T_g} \int_0^{T_g} u_g \cdot \overline{i_{ex}}(t) dt = \frac{U_{gm}^2 D^2}{4fL_0}, \quad (3)$$

де  $f = 1/T$  – робоча частота ЕПРА.

Амплітудне значення струму зворотного діода  $VD1$  дорівнює амплітудному значенню струму дроселя  $L_0$ . Тому усереднене значення струму зворотного діода за період ВЧ комутації дорівнює:

$$\overline{i_{ze}} = \frac{1}{T} \left[ \frac{1}{2} \left( \frac{|u_g|}{L_0} DT \right) D_2 T \right] = |u_g| \frac{DD_2}{2L_0} T, \quad (4)$$

де  $D_2$  – відносний інтервал протікання струму через зворотний діод ( $D_2 T = t_6 - t_3$  на рис.2).

Але  $D_2$  зв'язано з  $D$  через коефіцієнт  $m$  передачі ЗПП в режимі переривчастого струму дроселя  $L_0$  [8]:

$$m = \frac{D}{D_2}. \quad (5)$$

На відміну від ЗПП постійної напруги, коефіцієнт передачі напівкаскаду ККП, як відношення його вихідної напруги до вхідної, є змінною величиною  $m(t)$ , оскільки вихідна напруга ККП (напруга  $U_c$  на конденсаторі  $C_0$ ) є практично постійною, а вхідна напруга мережі – змінною. Тому

$$m(t) = \frac{U_c}{U_{gm} |\sin \omega_g t|}. \quad (6)$$

Враховуючи (4), (5), (6), можна записати вираз для струму зворотного діода  $\overline{i_{ze}}$ :

$$\overline{i_{ze}} = \frac{U_c^2 TD^2}{U_{gm} 2L_0} \sin^2 \omega_g t. \quad (7)$$

Звідси видно, що усереднений за ВЧ період струм зворотного діода змінюється з подвійною частотою мережі.

Оскільки ЗПП працює в режимі переривчастих струмів дроселя, то коефіцієнти  $D$  і  $D_2$  повинні задовільняти умові:

$$D + D_2 \leq 1, \quad (8)$$

яка з врахуванням виразів (5) і (6) при  $\sin \omega_g t = 1$  набуває вигляду:

$$D \leq \frac{U_c}{U_c + U_{gm}}. \quad (9)$$

Цей вираз визначає верхню межу зміни коефіцієнта заповнення, при якій ще має місце РПП в ЗПН. Одночасно умова (9) забезпечує відкривання транзистора VT2 при нульовому струмі дроселя  $L_0$ , що зменшує комутаційні втрати.

### Аналіз вихідного каскаду ОЕПРА

Роль навантаження вихідного каскаду ОЕПРА виконує ЛЛ. Оскільки при зміні режиму роботи (потужності) ЛЛ її опір змінюється в широких межах від мінімального при номінальній потужності до максимального при мінімальній потужності, при виконанні аналізу ці зміни необхідно враховувати. Як показано в [10], з достатньою для практики точністю еквівалентний опір лампи  $R$  в залежності від діючого значення її струму  $I$  при зміні її потужності в межах від 30% до 100% від номінальної можна описати виразом:

$$R = \frac{U_s}{I} + R_s = \frac{UR_s}{U - U_s}, \quad (10)$$

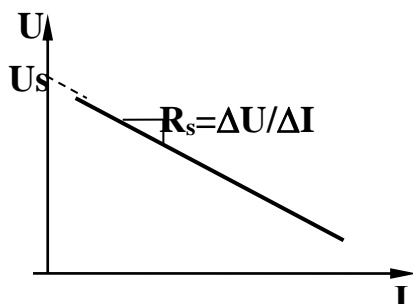


Рисунок 4- Апроксимована ВАХ ЛЛ.

де  $I$  і  $U$  – діючі значення струму і напруги лампи;  $U_s$  – напруга в точці перетину апроксимаційної прямої статичної вольт-амперної характеристики лампи з віссю напруг (рис.4);  $R_s$  – динамічний опір ЛЛ, визначений із її статичної ВАХ ( $R_s < 0$ ).

Хоча ЛЛ поводить себе в електричному колі як складний нелінійний інерційний двополюсник з від'ємним диференціальним імпедансом, лінійна апроксимація її ВАХ є цілком виправданою, оскільки, з одного боку, добре відображає поведінку лампи в електричному колі, а з іншого боку – дозволяє одержати відносно прості аналітичні вирази, необхідні і достатні для аналізу і проектування дімінгового ЕПРА. Використання ж спрощеної ВЧ моделі ЛЛ у вигляді активного опору в однокаскадному дімінговому ЕПРА може призвести до неприйнятних результатів.

Використовуючи метод основної гармоніки, в зв'язку із фільтруючими властивостями LC-контура, еквівалентну схему вихідного каскаду ЕПРА, нехтуючи опором катодів ЛЛ, можна подати у вигляді рис.5, де  $R$  – опір лампи,  $U_m$  – амплітуда першої гармоніки, яка зв'язана з напругою  $U_c$  живлення напівмостового інвертора виразом, що витікає із розкладу в ряд Фур'є:

$$U_{m1} = \frac{2U_c}{\pi}. \quad (11)$$

Можна показати [11], що діюче значення напруги на лампі описується виразом:

$$U = \frac{\sqrt{2}U_c}{\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \Omega^2\right)^2 + \left(\frac{\Omega}{Q}\right)^2}}, \quad (12)$$

де  $\Omega$  – відносна робоча частота, яка дорівнює  $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$ , а  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  резонансна частота безвтратного LC- контура;  $Q$ -добротність паралельно-навантаженого LC-контура,

$Q = \frac{R}{Z_0}$ , а  $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$  -характеристичний опір  $LC$ - контура. Кут зсуву фаз між напругою  $u_l$  і струмом індуктивності  $i_L$  буде дорівнювати:

$$\varphi = \arctg \left[ \Omega Q \left( \Omega^2 + \frac{1}{Q^2} - 1 \right) \right]. \quad (13)$$

При проектуванні ЕПРА вважають заданими діюче значення напруги  $U$  лампи, її опір  $R$  в номінальному режимі та номінальну робочу потужність  $P$  лампи. Можна також прийняти заданими напругу живлення інвертора  $U_c$  та кут зсуву фаз  $\varphi$  при номінальній потужності лампи. Тоді, розв'язуючи систему рівнянь (12) і (13), можна визначити відносну робочу частоту  $\Omega$  ОЕПРА, добротність  $Q$  та характеристичний опір  $LCR$ -контура, які будуть задовільняти вказаним вихідним даним, а саме:

$$\Omega = \pm \sqrt{\frac{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi - k^2 \pm k \operatorname{tg} \varphi \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi - k^2}}{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi}}, \quad (14)$$

$$Q = \frac{\Omega}{\pm \sqrt{k^2 - (1 - \Omega^2)^2}}, \quad (15)$$

$$Z_0 = \frac{R}{Q}, \quad (16)$$

де

$$k = \frac{\sqrt{2} U_c}{\pi U}. \quad (17)$$

За фізичним змістом у виразах (14) і (15) перед коренями треба прийняти знак плюс. Аналіз виразу (14) показує, що  $LCR$ -контур зберігає резонансні властивості при умові:

$$k < \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi}, \quad (18)$$

звідки можна одержати:

$$U_c < 2,27 \cdot U \cdot \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi}. \quad (19)$$

Визначивши характеристичний опір (16), можна одержати вирази для параметрів коливного контура:

$$L = \frac{Z_0}{\omega_0}, \quad (20)$$

$$C = \frac{1}{\omega_0 Z_0}. \quad (21)$$

Дімінгові властивості ОЕПРА досягаються шляхом регулювання робочої частоти  $\omega$  імпульсів  $u_0$  інвертора. Для забезпечення відкривання транзистора  $VT1$  при нульовій напрузі коефіцієнт заповнення  $D$  повинен задовільняти умові (див. рис.2):

$$0,5 \geq D \geq \frac{\pi - \varphi}{2\pi}, \quad (22)$$

а робоча частота  $\omega$ , яка повинна бути більшою за резонансну частоту  $\omega_{рез}$  навантаженого коливного контура, визначається із виразу (13) при умові  $\varphi=0$ :

$$\omega > \omega_{рез} = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{Q^2}}. \quad (23)$$

Індуктивність  $L_0$  можна визначити, прирівнюючи номінальну потужність  $P$  лампи до вхідної потужності (3) з врахуванням коефіцієнта корисної дії  $\eta$  ОЕПРА:

$$L_0 = \frac{U_m^2 D^2 \eta}{4P \cdot f}, \quad (24)$$

де  $f$  – робоча циклічна частота.

При мінімальній потужності лампи діюча напруга  $U_{\min}$  на ній може бути записана:

$$U_{\min} = \frac{\sqrt{2}U_c}{\pi} \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \Omega_{\min}^2\right)^2 + \left(\frac{\Omega_{\min}}{Q_{\min}}\right)^2}}, \quad (25)$$

де  $\Omega_{\min} = \frac{\omega_{\min}}{\omega_0}$ ,  $\omega_{\min}$  – робоча частота ОЕПРА, що відповідає мінімальній робочій потужності лампи,  $Q_{\min}$  – добротність контура при мінімальній потужності лампи:

$$Q_{\min} = \frac{R_{\min}}{Z_0}, \quad (26)$$

де  $R_{\min}$  – опір лампи при мінімальній її потужності. Напругу  $U_{\min}$  і опір  $R_{\min}$  при мінімальній потужності лампи можна вважати відомими із статичної ВАХ лампи.

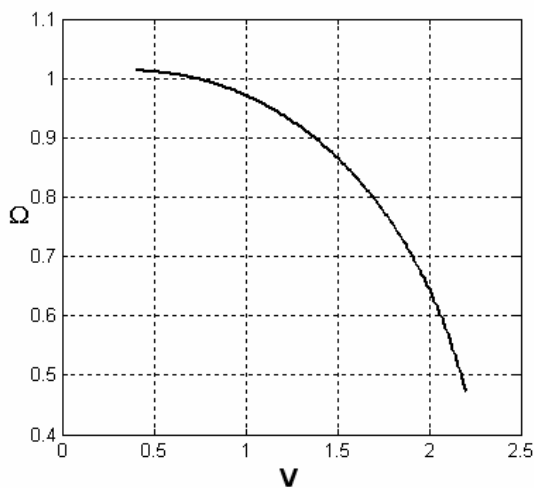


Рисунок 6 - Залежність робочої частоти від напруги живлення інвертора при  $\varphi=0,1\pi$ .

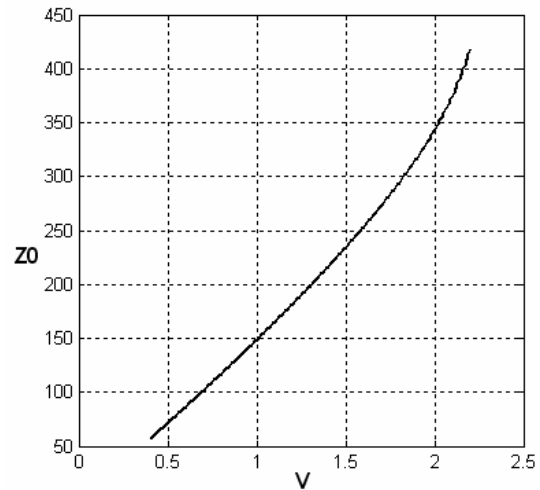


Рисунок 7- Залежність характеристичного опору від напруги живлення інвертора при  $\varphi=0,1\pi$ .

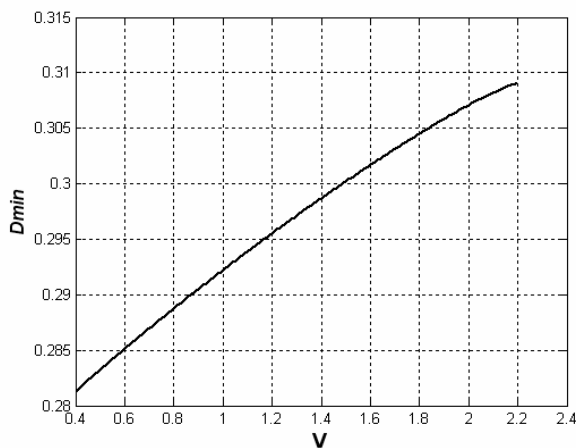


Рисунок 8 - Залежність коефіцієнта заповнення  $D_{\min}$  від напруги живлення інвертора при  $\varphi=0,1\pi$ .

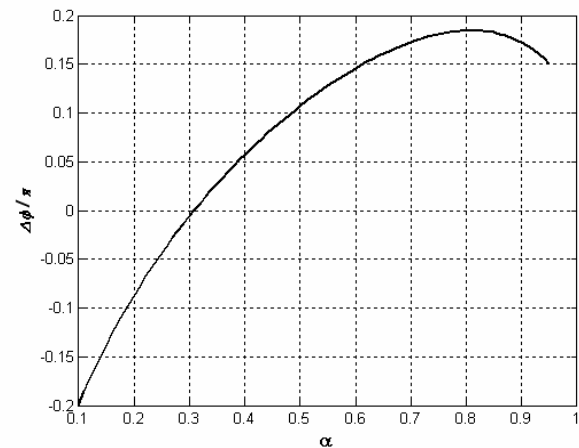


Рисунок 9 - Залежність запасу по фазі від відносної потужності ЛЛ при  $\varphi=0,1\pi$ .



Із рівняння (25) визначається робоча частота ЕПРА при мінімальній потужності лампи:

$$\Omega_{\min} = \pm \frac{I}{\sqrt{2}Q_{\min}} \sqrt{2Q_{\min}^2 - 1 \pm \sqrt{1 - 4Q_{\min}^2 + 4k_{\min}^2 Q_{\min}^4}}, \quad (27)$$

$$\text{де } k_{\min} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{U_c}{U_{\min}}.$$

Оскільки  $U_{\min} > U$  і  $Q_{\min} > Q$ , то при виконанні умови (19), як показує аналіз, вираз (27) відповідає фізичному змісту, якщо перед коренями взяти знак плюс.

Значення коефіцієнта заповнення  $D_{\min}$  при мінімальній потужності визначається з виразу (3):

$$D_{\min} = \sqrt{\frac{2L_o \omega_{\min} P_{\min}}{\pi U_{gm}^2}}, \quad (28)$$

$$\text{де } \omega_{\min} = \omega_0 \cdot \Omega_{\min}.$$

Користуючись виразами (14)÷(17) та (24)÷(28), в які входять параметри лампи  $U$ ,  $R$ ,  $P$ ,  $U_{\min}$ ,  $R_{\min}$ ,  $P_{\min}$  для режимів номінальної та мінімальної потужності та амплітуда напруги мережі, можна побудувати графічні залежності відносної робочої частоти  $\Omega$ , характеристичного опору коливного контура  $Z_0$  та мінімального значення коефіцієнта  $D_{\min}$  від відносної напруги живлення  $v = U_c / U$  при заданих фазових зсувах  $\varphi$  в номінальному режимі. Як приклад, на рис.6, 7 і 8 наведено такі залежності для лампи PHILIPS TLD 36W/54 при живленні ЕПРА від мережі 110 В, 50 Гц. Параметри лампи визначено за її статичною характеристикою, а саме:  $U = 104$  В,  $U_{\min} = 142$  В,  $R = 325$  Ом,  $R_{\min} = 1800$  Ом,  $P = 32$  Вт,  $P_{\min} = 14,4$  Вт,  $U_s = 154$  В,  $R_s = -156$  Ом.

При регулюванні потужності лампи в межах від номінальної до мінімальної змінюються характеристики резонансного LCR-контура, в тому числі і кут зсуву фаз  $\varphi$ . Для виконання умови комутації транзисторів при нульовій напрузі в усьому діапазоні регулювання потужності необхідно забезпечити запас по фазі  $\Delta\varphi > 0$  між кутом  $\varphi$  і кутом вмикання транзисторів  $\varphi_1 = \alpha(t_2 - t_0)$  (рис.2):

$$\Delta\varphi = \varphi - \varphi_1 = \varphi - (1 - 2D)\pi > 0. \quad (29)$$

Тому необхідно провести аналіз залежності запасу по фазі  $\Delta\varphi$  при зміні потужності лампи. Нехай відносна потужність при її регулюванні дорівнює:

$$\alpha = \frac{P_\alpha}{P}, \quad (30)$$

де  $P_\alpha$  – біжуче значення потужності лампи при її регулюванні. Оскільки цьому змінюється положення робочої точки лампи на статичній ВАХ, то змінюються напруга на ній та її опір, які зв'язані виразом (10) відповідно позначені як  $U_\alpha$  і  $R_\alpha$ .

Значення напруги на лампі, враховуючи (10), можна знайти з рівняння:

$$\alpha P = \frac{U_\alpha^2}{R_\alpha} = \frac{U_\alpha (U_\alpha - U_s)}{R_s}. \quad (31)$$

Звідси витікає:

$$U_\alpha = \frac{U_s}{2} + \sqrt{(U_s / 2)^2 - \alpha P_\alpha R_s}. \quad (32)$$

Опір лампи  $R_\alpha$  в залежності від потужності визначається з виразів (31), (32):

$$R_\alpha = R_s \left( 1 + \frac{I}{1 + \sqrt{1 - 4\alpha P_\alpha R_s / U_s^2}} \right)^{-1}. \quad (33)$$

Робоча частота  $\Omega_\alpha$  в процесі регулювання потужності визначається як розв'язок рівняння (12) відносно  $\Omega$ :

$$\Omega_\alpha = \sqrt{\frac{-2 + 1/Q_\alpha^2}{2}} + \sqrt{\left(\frac{-2 + 1/Q_\alpha^2}{2}\right)^2 + k_\alpha^2 - 1}, \quad (34)$$

де  $k_\alpha = \frac{\sqrt{2} U_c}{\pi U_\alpha}$ ,  $Q_\alpha = Z_0 / R_\alpha$ .

Використовуючи (13), (30) (31), (33) та (34), можна визначити запас по фазі:

$$\Delta\varphi_\alpha = \arctg \left[ \Omega_\alpha Q_\alpha \left( \Omega_\alpha^2 + \frac{1}{Q_\alpha^2} - 1 \right) \right] - (1 - 2D_\alpha)\pi. \quad (35)$$

Залежність запасу по фазі  $\Delta\varphi/\pi$  (при  $\varphi=0,1\pi$ ) від відносної напруги живлення ВЧ інвертора для лампи PHILIPS TLD 36W/54 наведено на рис.9. З рисунка видно, що мінімальне значення потужності ЛЛ, вище якого виконується умова комутації транзисторів при нульовій напрузі, складає 30% від номінальної.

При зменшенні потужності ЛЛ зменшується її робочий струм, а отже і температура її електродів, що призводить до скорочення терміну експлуатації лампи. Оскільки при зменшенні потужності в даному ОЕПРА зростає його робоча частота, то при цьому зростає струм конденсатора  $C$ , за рахунок чого температура електродів збільшується. Однак, питання підтримання температури електродів на оптимальному рівні в даній роботі не розглядається і потребує подальшого дослідження.

### Моделювання ОЕПРА

З метою верифікації ОЕПРА проведено моделювання його схеми за допомогою системи схмотехнічного моделювання MicroCap-6.0. Схема ОЕПРА в форматі MicroCap-6.0 наведена на рис.10. Параметри компонентів схеми розраховано за результатами вищенаведеного аналізу. Для моделювання ЛЛ використано апроксимаційну динамічну нелінійну модель ЛЛ PHILIPS TLD36W/54, яка була розроблена за результатами експериментальних досліджень і раніше описана в [12]. Модель була оформлена у вигляді макромоделі і підключена до бібліотеки компонентів системи схмотехнічного моделювання MicroCap-6.0. Схема макромоделі наведена на рис.11.

Результати моделювання наведено на рис. 12 та рис.13. Як видно з рис.12, струм, споживаний ОЕПРА від мережі, має практично синусоїдну форму після завершення перехідного процесу при вмиканні, що підтверджує високу якість споживаної електроенергії. Коефіцієнт потужності ОЕПРА практично дорівнює одиниці. В процесі моделювання встановлено, що запропонований ОЕПРА дозволяє регулювати потужність лампи в межах від 35% до 100% від номінальної. Коефіцієнт корисної дії за результатами моделювання становить біля 90%. Часові діаграми напруги і струму ЛЛ в усталеному режимі при номінальній потужності лампи наведено на рис.13. З рисунка видно, що напруга і струм лампи мають нелінійний характер. Результати моделювання добре узгоджуються з даними, отриманими за допомогою значно складнішої диференціальної моделі Краснопольського [13,14]. Час моделювання на комп'ютері з мікропроцесом типу Pentium-IV становить приблизно 10 хвилин.

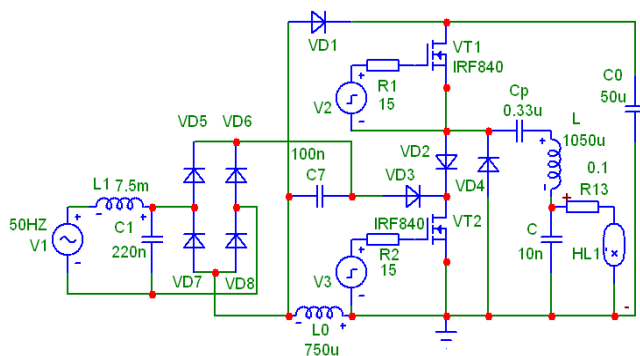


Рисунок 10 - Схема ОЕППА в форматі MicroCap-6.0.

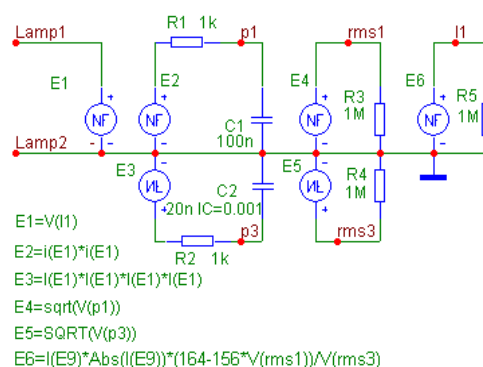


Рисунок 11 - Схема макромоделі ЛЛ PHILIPS TLD36W/54.

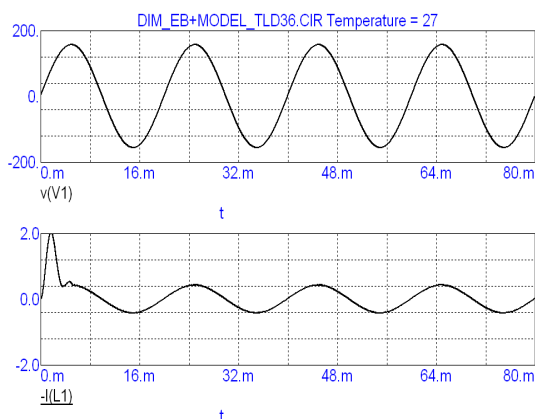


Рисунок 12 - Напруга та струм мережі.

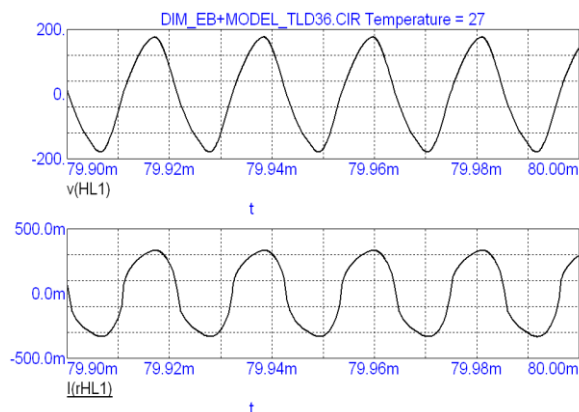


Рисунок 13 - Напруга та струм лампи.

## Висновки

Розглянуто новий підхід до розробки однокаскадної структури високоякісного димінгового височастотного електронного пускорегулювального апарата для люмінесцентної лампи, який полягає в об'єднанні коректора коефіцієнта потужності, виконаного на базі знижувально-підвищувального перетворювача постійної напруги, та напівмостового інвертора напруги, за рахунок чого досягнуто зменшення кількості компонентів апарата та його вартісних показників. Розглянуто нову схему апарата та проведено її аналіз. За результатами аналізу встановлено умови, при яких апарат забезпечує малі комутаційні втрати при регулювання потужності лампи в межах від 35% до 100% від номінальної. Результати аналізу використано для розрахунку параметрів компонентів апарата. Проведено моделювання запропонованого апарата в комплексі з раніше розробленою апроксимаційною моделлю люмінесцентної лампи. Результати моделювання підтверджують високу якість електроенергії, споживаної апаратом, при високому коефіцієнті корисної дії.

## Література

1. M.A.Co, D.S.L.Simonetti, J.L.F.Vieira. High-Power-Factor Electronic Ballast Based on Single Power Processing Stage.//IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol.47, No.4, 2000, pp.809-820.
2. T.F.Wu, T.H.Yu,M.C.Chiang. Single-Stage Electronic Ballast with Dimming Feature and Unity Power Factor.// IEEE Transaction on Power Electronics, vol.13, No.3, 1998, pp.586-596.
3. J.P.Agrawal, M.A.Schurman. A Near-Unity Power Factor Electronic Ballast.//Journal of Engineering Technology, Fall 1999, pp.42-47
4. J.M. Alonso, A.J.Calleja, J.Ribas, M.Rico-Secades. Evaluation of a Novel Single-Stage High-Power-Factor Electronic Ballast Based on Integrated Buck Half-Bridge Resonant Inverter.//Conference Record of APEC'2000.-vol. 1, pp.610-616.
5. T.F.Wu, T.H.Yu. Analysis and Design of a High Power Factor, Single-Stage Electronic Dimming Ballast.// IEEE Transaction on Industrial Applications, vol.34, No.3, 1998, pp.606-615.

6. J.M. Alonso, A.J.Calleja, J.Ribas, E.Lopez, M.Rico-Secades, J. Sebastian.//Using Input-Current-Shaper Based Electronic Ballast.//Conf. Rec. IEEE APEC'99, 1999, pp.746-752.
7. J.M. Alonso, A.J.Calleja, J.Ribas, E.Lopez, M.Rico, J. Sebastian.//Design and Experimental Results of an Input Current Shaper in the Implementation of High-Power-Factor Electronic Ballasts.//Conf. Rec. IEEE IAC'99, 1999, pp.269-276.
8. C.K.Tse. Circuit theory of power factor correction in switching converters. // International Journal of Circuit theory and Application. Vol.31,No.2, 2003, pp.157÷198.
9. Лупенко А.М. Однокаскадний електронний пускорегулювальний апарат з коректором коефіцієнта потужності.//Деклараційний патент України №173886 опубл.в бюл.№9 від 15.09.2006.
10. M.Gulko, S.Ben-Yaakov. Current-Sourcing Push-Pull Parallel-Resonance Inverter (CS-PPRI): Thory and Application as a Fluorescent Lamp Driver.// Conf. Rec. IEEE APEC'93, 1993, pp.411-417.
11. А.Лупенко. Аналіз вихідного високочастотного каскаду електронного пускорегулюючого апарата. //Вісник Тернопільського державного технічного університету. -2004. –Т.9.-№4. – С. 117-127.
12. А.Лупенко. Люмінесцентна лампа як елемент електричного кола та її високочастотна модель. //Вісник Тернопільського державного технічного університету. -2006. –Т.11.-№4. – С. 109-117.
13. Краснопольский А.Е., Соколов В.Б., Троицкий А.М. Пускорегулирующие аппараты для разрядных ламп.- М.: Энергоатомиздат, 1988. – 208 с.
14. Е.А.Обжерин, Д.И.Панфилов, В.Д.Поляков. Сравнительный анализ способов регулирования светового потока люминесцентных ламп.//Светотехника, 2003.- №3.- С. 21-23.

Одержано 28.02.2007 р.

УДК 681.327.8

**М.Карпінський, докт.техн.наук; Н.Геріла**

*Тернопільський державний технічний університет імені Івана Пулюя*

## ДОСЛІДЖЕННЯ ВЛАСТИВОСТЕЙ ТЕЛЕТРАФІКУ

*Проведено теоретичний аналіз процесів, що описують випадковий потік даних у телекомунікаційних мережах, досліджено потік даних комп'ютерної мережі з точки зору ефекту самоподібності. Отримано математичні залежності щодо розподілу потоку даних у глобальній мережі Internet.*

**M.Karpinskyy, N.Heryla**

## RESEARCH OF TELETRAFFIC PROPERTIES

*The theoretical analysis of processes which describe the casual stream of information in telecommunication networks is conducted, probed began to the flow information of network from the point of view the effect of self similarity. Mathematical dependences are got in relation to the division of stream of information in the global network of Internet.*

При проектуванні, запуску й експлуатації інформаційних телекомунікаційних мереж однією з основних проблем є задача забезпечення якості обслуговування (заданих рівнів затримок, втрат і ін.) при обробці потоку даних - трафіка, що є наслідком інформаційного обміну між системами.

Донедавна теоретичну базу для проектування систем розподілу інформації забезпечувала теорія телетрафіка, що є однією з галузей теорії масового обслуговування і з'явилася в результаті робіт А.К.Ерланга, Т.Енгсета, Г.О.Делла, К.Пальма, А.Я.Хинчина й ін.

Дана теорія добре описує процеси, що відбуваються в таких системах розподілу інформації, як телефонні мережі, побудовані за принципом комутації каналів.